

METHOD OF CONTROLLING INVERTER POWER SOURCE FOR MAGNETRON

A control device includes an inverter power source which drives a magnetron by a high frequency voltage obtained by an inverter, a detecting unit which detects a current of the inverter, a reference unit which provides a reference for arbitrarily setting a high frequency output for the magnetron, a comparing unit which compares an output from the reference unit and an output from the detecting unit and calculates them, a frequency converting unit which converts a switching frequency of the inverter based on an output from the comparing unit, a suppressing unit which suppresses a power surge occurring by transient phenomenon in starting time of operation of the inverter and the magnetron, and a driving unit which drives a power switching element of the inverter. The power source is operated with max switching frequency when an operation of the inverter is started. After that, The power source is operated with a lower power switching frequency for a predetermined time, and then, the power source is operated with a set switching frequency.

- 1 POWER SOURCE
- 2 RECTIFICATION BRIDGE
- 3 SMOOTHING CAPACITOR
- 4 RESONANCE CAPACITOR
- 5 INSULATION TRANSFORMER
- 6 POWER SWITCHING ELEMENT
- 7 DIODE
- 8 MAGNETRON
- 9 HIGH FREQUENCY DIODE
- 10A DETECTING CIRCUIT
- 10B REFERENCE CIRCUIT
- 10C COMPARING CIRCUIT
- 10D FREQUENCY CONVERSION CIRCUIT
- 10E SOFT STARTING CIRCUIT
- 10F DRIVING CIRCUIT

⑫ 公開特許公報 (A) 昭62-66595

⑬ Int. Cl. 4

H 05 B 6/68
H 02 M 7/48
7/537

識別記号

320

庁内整理番号

A-7254-3K
E-7154-5H
A-7154-5H

⑭ 公開 昭和62年(1987)3月26日

審査請求 未請求 発明の数 3 (全8頁)

⑮ 発明の名称 マグネットロン用インバータ電源制御方法

⑯ 特願 昭60-206836

⑰ 出願 昭60(1985)9月19日

⑮ 発明者	上 村 良 一	門真市大字門真1006番地	松下電器産業株式会社内
⑮ 発明者	横瀬 義 和	門真市大字門真1006番地	松下電器産業株式会社内
⑮ 発明者	渡 辺 晋	門真市大字門真1006番地	松下電器産業株式会社内
⑯ 出願人	松下電器産業株式会社	門真市大字門真1006番地	
⑯ 代理人	弁理士 中尾 敏男	外1名	

明細書

1. 発明の名称

マグネットロン用インバータ電源制御方法

2. 特許請求の範囲

(1) インバータにより得られる高周波電圧によりマグネットロンを駆動するマグネットロンのインバータ電源に、前記インバータの入力商用周波電流を検出する手段と、前記マグネットロンの高周波出力を任意に設定するための基準を作る手段と、前記検出する手段の出力と基準を作る手段の出力を比較し演算する手段と、前記比較し演算する手段の出力に応じて前記インバータのスイッチング周波数を可変する周波数変換手段と、前記インバータおよび前記マグネットロンの動作開始時に発生する過渡現象による電圧電流サージを抑える手段と、前記インバータのパワースイッチング素子を駆動する手段を具備し、前記インバータの動作開始時に一定時間最高のスイッチング周波数で動作し、その後一定時間低パワーの高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作した後、設定した高周

波出力に相当するスイッチング周波数で動作することを特徴とするマグネットロン用インバータ電源制御方法。

(2) インバータにより得られる高周波電圧によりマグネットロンを駆動するマグネットロンのインバータ電源に、前記インバータの入力商用周波電流を検出する手段と、前記マグネットロンの高周波出力を任意に設定するための基準を作る手段と、前記検出する手段の出力と基準を作る手段の出力を比較し演算する手段と、前記比較し演算する手段の出力に応じて前記インバータのスイッチング周波数を可変する周波数変換手段と、前記インバータおよび前記マグネットロンの動作開始時に発生する過渡現象による電圧電流サージを抑える手段と、前記インバータのパワースイッチング素子を駆動する手段を具備し前記インバータの動作開始時に一定時間低パワーの高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作した後、設定した高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作することを特徴とするマグネットロン用インバータ電源制御方

法。

(3) インバータにより得られる高周波電圧によりマグネットロンを駆動するマグネットロンのインバータ電源に、前記インバータの入力商用周波電流を検出する手段と、前記マグネットロンの高周波出力を任意に設定するための基準を作る手段と、前記検出する手段の出力と基準を作る手段の出力とを比較し演算する手段と、前記比較し演算する手段の出力に応じて前記インバータのスイッチング周波数を可変する周波数変換手段と、前記インバータおよび前記マグネットロンの動作開始時に発生する過渡現象による電圧電流サージを抑える手段と、前記インバータのパワースイッチング素子を駆動する手段を具備し、前記インバータの動作開始時に最高のスイッチング周波数でスタートし、設定した高周波出力に相当するスイッチング周波数まで一定時間かけて徐々に下げる特徴とするマグネットロン用インバータ電源制御方法。

3. 発明の詳細な説明

産業上の利用分野

影響を、およぼす。

また、前記両方式とも、高周波出力を連続的に変えることはできなかった。

更に、絶縁トランスは商用周波数で使用するため、形状・重量ともに大きくマグネットロン用電源の小形軽量化を阻害していた。

近年電子機器の小形軽量化のために電源はスイッチング方式に移行しており、マグネットロン用電源もスイッチング化すなわちインバータ化することで小形軽量化が実現できる。マグネットロン用インバータ電源の基本回路の一例を第1図にもとづいて説明する。

1次、2次、3次巻線からなる絶縁トランス5の1次巻線5pと並列に共振用コンデンサ4を接続し、前記1次巻線5pと直列にパワースイッチング素子6を接続し、前記パワースイッチング素子6と並列にフライホイールダイオード7を接続し、前記1次巻線5pとパワースイッチング素子6を直列に接続した回路の両端に、商用電源1を整流ブリッジ2と平滑用コンデンサ3で整流平滑した

本発明は、マグネットロン用インバータ電源の制御方法に関するものである。

従来の技術

従来、商用周波電圧を絶縁トランスにて昇圧し、更に高圧コンデンサと高圧ダイオードからなる倍電圧整流回路にて得られる高電圧によりマグネットロンを駆動するマグネットロン用電源において、マグネットロンより得られる高周波出力は高圧コンデンサを可変にするか、または、絶縁トランスに印加する電圧をデューティコントロールすることで可変することができる。

しかし、高圧コンデンサを可変して何種類かの高周波出力を得ようとすると、各々の高周波出力に応じた容量の高圧コンデンサが必要となりコストアップになるとともにスペースも必要となる。また絶縁トランスに印加する電圧をデューティコントロールする方式は、フルパワーの発振と発振停止の時間差隔を変えて平均値として高周波出力を得る方法であるので、マグネットロンの発振・停止を繰返すことになり、マグネットロンの寿命に悪

影響を及ぼす。

脈流出力を加えて1次回路を構成し、2次巻線5sと並列にマグネットロン8を接続して2次回路を構成し、3次巻線5tと並列に前記マグネットロン8のヒータを接続して3次回路を構成し、前記1次、2次、3次回路よりなる。

このインバータの動作原理を第2図により説明する。パワースイッチング素子6のベース・エミッタ間に順方向電圧を印加するとパワースイッチング素子6は導通し直流電源Eによりエネルギーを蓄えられた平滑用コンデンサ3によって絶縁トランス5の1次巻線5pに電圧Eが加わり図示の向きの電流IN1が流れ1次巻線5pにエネルギーが蓄えられる。次にパワースイッチング素子6のベース・エミッタ間に逆方向電圧を印加するとパワースイッチング素子6は遮断され、前記1次巻線5pに蓄えられたエネルギーにより1次巻線5pよりみたインダクタンス分と共に共振用コンデンサ4が並列共振して1次巻線5pの両端に高い共振電圧-VN1(図示と逆向き)が発生する。この共振電圧は2次巻線5sにより更に高圧にされマグネット

トロン8のアノード・カソード間に供給される。なお前記1次巻線5pと2次巻線5sとの極性は図示のように同極性の関係にし、パワースイッチング素子6の遮断時にマグネットロン8が発振する接続とする。また、マグネットロン8のヒータに接続される3次巻線5tの極性は無関係でV_{N1}を降圧する巻数とする。

今、前記1次巻線5pのインダクタンスをLとし、パワースイッチング素子6の導通時間をt_{ON}とすると電流I_{N1}は $\frac{E}{L} \cdot t_{ON}$ 、1次巻線5pに蓄えられるエネルギーは $\frac{1}{2} L I_{N1}^2$ となり、t_{ON}を変えるとI_{N1}が変わり1次巻線5pに蓄えられるエネルギーも変わってマグネットロン8に供給されるエネルギーも変わることになる。これはパワースイッチング素子6の遮断時間をt_{OFF}とするとスイッチング周波数fは $\frac{1}{t_{ON}+t_{OFF}}$ でありt_{OFF}を一定にしてt_{ON}を変えることはfを変えるのと等価になる。そして第3図に示すようにスイッチング周波数fとマグネットロン8の高周波出力およびスイッチング周波数fと入力商用周波電流および

得るために低いスイッチング周波数でスタートすると過大なコレクタ電流I_cが流れパワースイッチング素子6を破壊する問題点があった。

問題点を解決するための手段

上記問題点を解決するために、本発明のマグネットロン用インバータ電源制御方法はインバータにより得られる高周波電圧によりマグネットロンを駆動するマグネットロンのインバータ電源に、前記インバータの入力商用周波電流を検出する手段と、前記マグネットロンの高周波出力を任意に設定するための基準を作る手段と、前記検出する手段の出力と基準を作る手段の出力を比較し演算する手段と、前記比較し演算する手段の出力に応じて前記インバータのスイッチング周波数を可変する周波数変換手段と、前記インバータおよび前記マグネットロンの動作開始時に発生する過渡現象による電圧電流サージを抑える手段と、前記インバータのパワースイッチング素子を駆動する手段を具備し、前記インバータの動作開始時に一定時間最高のスイッチング周波数で動作し、その後一定時間

び入力商用周波電流と高周波出力との間には各々リニアな関係があることから、入力商用周波電流を検出しスイッチング周波数fを変えることで高周波出力を連続可変に制御することができる。この制御のアルゴリズムは前記2次回路が半波倍電圧整流回路または整流平滑回路の場合および3次回路が整流平滑回路の場合も適用できる。

発明が解決しようとする問題点

ところで、インバータの動作開始時には過渡現象により数サイクル程度パワースイッチング素子6にサージ電流が流れる。また絶縁トランジスタの3次巻線5tによりヒータ電力を供給しているためインバータが動作開始後に始めてヒータが加熱され、ヒータがあたたまってマグネットロン8が発振するに必要なエミッション量に達するまでにある程度の時間を要し、マグネットロン8の発振開始時には過渡現象により数サイクル程度パワースイッチング素子6に流れるコレクタ電流I_cのピークおよび2次巻線5sの電圧は、定常運転時の1.5~2倍にもなる。従って大きい高周波出力を

低パワーの高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作した後、設定した高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作することを特徴とするものである。

すなわち、第1図に示すような構成により実現される。この第1図に示すように、制御回路は入力商用周波電流を交流器で検出し整流平滑して電圧に変換する検出回路10aと、基準電圧を作る基準回路10bと、前記検出回路10aの出力電圧と基準回路10bの出力電圧とを比較しその結果を演算する比較演算回路10cと、前記比較演算回路10cの出力電圧を高周波パルスに変換する周波数変換回路10dと、前記周波数変換回路10dの高周波出力パルスによりパワースイッチング素子6を駆動する駆動回路10eと、前記駆動回路10eのスタート時に最高の周波数で数ミリ秒駆動しその後数秒間低パワーの高周波出力に相当する周波数に切りえた後所定の高周波出力に相当する周波数へ移行させるソフトスタート回路10fから構成される。

作 用

上記構成において、パワースイッチング素子 $\textcircled{6}$ を駆動する高周波パルスの周波数が高い程コレクタ電流 I_c のピークが小さいことから、インバータのスタート時すなわち駆動回路 10^1 のスタート時に過渡現象により数サイクル程度パワースイッチング素子 $\textcircled{6}$ に流れるサージ電流も最高の周波数で数ミリ秒動かすことで押えることができる。また、その後低パワー(約200W)の高周波出力に相当する周波数で数秒間駆動する間にマグネットロン $\textcircled{8}$ のヒータが充分あたためられマグネットロン $\textcircled{8}$ は低パワーで発振を始める。この時マグネットロン $\textcircled{8}$ の発振開始時に数サイクル程度過渡現象により、コレクタ電流 I_c のピークは定常時より高いが周波数が高いためコレクタ電流 I_c のピークは押えられてパワースイッチング素子 $\textcircled{6}$ を破壊するには至らない。その後所定のパワーに相当する周波数に移行して定常発振が続けられる。

なお、ソフトスタート回路 10^0 は、前記駆動回路 10^1 のスタート時に数秒間低パワー(約200

子を駆動する駆動回路 10^1 と、前記駆動回路 10^1 のスタート時に最高の周波数で数ミリ秒駆動しその後数秒間低パワー(約200W)の高周波出力に相当する周波数に切り変えた後所定の高周波出力に相当する周波数へ移行させるソフトスタート回路 10^0 から構成される。

この制御回路の中で比較演算回路 10^0 の動作を説明する。

まず前記検出回路 10^a の出力電圧と基準回路 10^b の出力電圧をコンバレータ 1 で比較し、基準回路 10^b の出力電圧に対し検出回路 10^a の出力電圧が低い時コンバレータ 1 の出力は正の最大値まで振れ、その電圧をオペアンプ 2 で反転増幅する時に V_R 以下に落し、オペアンプ 3 で基準回路 10^b の出力電圧と前記オペアンプ 2 の出力電圧との差をとり、更にオペアンプ 4 で反転増幅する時に V_R 以下に落し、更にオペアンプ 5 で V_R で決まる基準電圧と前記オペアンプ 4 の出力電圧との差をとり周波数変換回路 10^d へ伝達する。

この時の電圧を V_1 とし基準回路 10^b の出力電

W)の高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作した後所定の高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作する方法においても、最高のスイッチング周波数でスタートし所定の高周波出力に相当するスイッチング周波数まで数秒の間に徐々に下げる方法においても前述と同様、過渡現象によるサージのピークを抑制する働きがある。

実 施 例

以下、本発明を実現するための具体的な実施例について説明する。

第4図aにおいて、入力商用周波電流を変流器で検出し整流平滑して直流電圧に変換する検出回路 10^a と、マグネットロンの任意の高周波出力を設定するための基準となる電圧をつくる基準回路 10^b と、前記検出回路 10^a の出力電圧と基準回路 10^b の出力電圧とを比較しその結果を演算する比較演算回路 10^c と、前記比較演算回路 10^c の出力電圧を高周波パルスに変換する周波数変換回路 10^d と、前記周波数変換回路 10^d の高周波出力パルスによりパワースイッチング素

子を駆動する駆動回路 10^1 と、前記駆動回路 10^1 のスタート時に最高の周波数で数ミリ秒駆動しその後数秒間低パワー(約200W)の高周波出力に相当する周波数に切り変えた後所定の高周波出力に相当する周波数へ移行させるソフトスタート回路 10^0 から構成される。

この制御回路の中で比較演算回路 10^0 の動作を説明する。

まず前記検出回路 10^a の出力電圧と基準回路 10^b の出力電圧をコンバレータ 1 で比較し、基準回路 10^b の出力電圧に対し検出回路 10^a の出力電圧が低い時コンバレータ 1 の出力は正の最大値まで振れ、以下前記と同様の演算をしてオペアンプ 5 の出力電圧は V_2 となり $V_1 < V_2$ の関係にある。

また前記周波数変換回路 10^d の入力電圧と高周波出力パルスの周波数との関係は第5図のようになり、マグネットロンの高周波出力を設定する基準回路 10^b の出力電圧に対し検出回路 10^a の出力電圧が低い時には、低い周波数 f_1 で駆動回路 10^1 は動作して入力商用周波電流を増そうとし、検出回路 10^a の出力電圧が基準回路 10^b の出力電圧を上回ると今度は高い周波数 f_2 で動作して入力商用周波電流を押えようとして高周波出力を一定に保つ。

すなわち低い周波数 f_1 の時の高周波出力を W_1 、高い周波数の時の高周波出力を W_2 とし $W_1 - W_2$ を $4W$ とすると、設定した高周波出力を中心にプラスマイナス $4W/2$ の幅で制御することになり平均値として設定の高周波出力が得られることになる。また、その他の制御方法として第4図bに比

較演算回路のみ示す。この方法は前述の幅をもたせた制御に対し入力商用周波電流と設定基準値との差がゼロになるよう演算し、差がゼロになった時の周波数が設定の高周波出力に相当するようとしたものである。

またソフトスタート回路100はスタートスイッチSWが閉じられると周波数変換回路10dの入力にAの電圧が数ミリ秒加わりその後数秒間Bの電圧が加わった後、比較演算回路10cの出力電圧が印加される。従ってインバータのスタート時すなわち駆動回路10fのスタート時に過渡現象により数サイクル程度パワースイッチング素子Gに流れるサージ電流は最高の周波数（電圧Aで決まる周波数）で数ミリ秒動かすことで押えることができ、その後低パワー（約200W）の高周波出力に相当する周波数（電圧Bで決まる周波数）で数秒間駆動する間にマグネットロンのヒータが充分あたためられマグネットロンは低パワーで発振を始める。この時、マグネットロンの発振開始時に数サイクル程度過渡現象によりコレクタ電流I_cの

ピークは定常時より高いが周波数が高いためコレクタ電流I_cのピークは押えられてパワースイッチング素子Gを破壊するには至らない。その後、所定のパワーに相当する周波数（比較演算回路10cの出力電圧で決まる周波数）に移行して定常発振が続けられる。

また前述のソフトスタート方法と同じくスタート時の過渡現象によるサージのピークを押える他のソフトスタート方法を第4図c、第4図dにソフトスタート回路のみ示す。第4図cは駆動回路10fのスタート時に数秒間低パワーの高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作した後、所定の高周波出力に相当するスイッチング周波数で動作する方法のソフトスタート回路を示し、第4図dは、最高のスイッチング周波数でスタートし、所定の高周波出力に相当するスイッチング周波数まで数秒の間に徐々に下げる方法のソフトスタート回路を示す。

この制御回路方法により以下の効果が生まれる。

(1) インバータスタート時の過渡現象による電

流サージおよびマグネットロン発振開始時の過渡現象による電流サージ（定常時の1.5～2倍）を押えることができるので、パワースイッチング素子の電流定格を必要以上に大きく選定する必要がなくなりコストダウンがはかれる。

(2) 入力商用周波電流を検出してフィードバック制御する方式のため、絶縁トランス2次側の高圧回路の電流検出方式に比べ絶縁が楽でコストも安くなる。

(3) インバータおよびマグネットロンの動作開始時の過渡現象による電流サージを押えることで、絶縁トランスの2次巻線に発生する電圧のピークも押えることができ、トランスの絶縁が楽になってコストダウンがはかれる。

発明の効果

本発明により次の効果がある。

① マグネットロンの高周波出力を基準回路のボリューム設定で任意に設定でき、しかも連続可変に高周波出力を得ることができる。

② スイッチング素子のベース・エミッタ間に

印加する高周波パルスを断続的にすると従来と同じデューティ制御となり連続制御との組合せで多種多様の高周波出力の組合せができる。

③ 高い周波数でスタートするため駆動回路スタート時の過渡現象によるコレクタ電流I_cのピークを押えることができるとともに、その後低パワー（約200W）の高周波出力に相当する周波数で動作さすためマグネットロンのヒータが充分温まり、マグネットロンの発振スタート時の過渡現象によるコレクタ電流I_cを押えることができるのでパワースイッチング素子の電流定格が必要以上に大きいものを選定する必要がなくなりコストダウンがはかれる。

④ 入力商用周波電流を検出してフィードバック制御する方式のため、絶縁トランス2次側の高圧回路の電流検出方式に比べ絶縁が楽でコストも安くなる。

⑤ インバータおよびマグネットロンの動作開始時の過渡現象による電流サージを押えることで、絶縁トランスの2次巻線に発生する電圧のピー

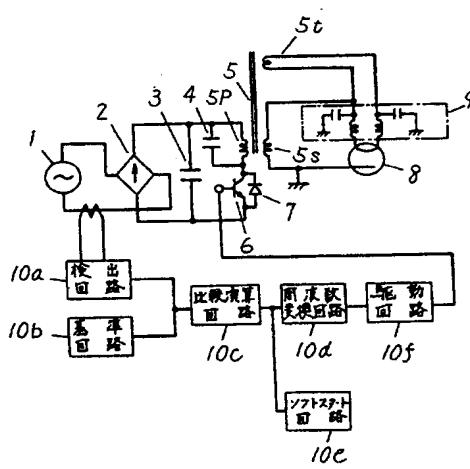
クも押えることができ、トランスの絶縁が楽になり、コストダウンがはかれる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例におけるマグネットロン用インバータ電源の制御回路図、第2図aは同要部の回路図、第2図bは同各部の信号波形図、第3図aは同回路におけるスイッチング周波数と高周波出力との関係を示す図、第3図bは同回路におけるスイッチング周波数と入力商用周波電流との関係を示す図、第3図cは同回路における入力商用周波電流と高周波出力との関係を示す図、第4図aは本発明の具体的な実施例を示す回路図、第4図b、第4図c、第4図dはそれぞれ本発明の具体的な実施例における要部の回路図、第5図は周波数変換回路の入力電圧と高周波出力パルスの周波数との関係を示す図である。

1 ……商用電源、2 ……整流ブリッジ、3 ……平滑用コンデンサ、4 ……共振用コンデンサ、5 ……絶縁トランス、5p ……1次巻線、5s ……2次巻線、5t ……3次巻線、6 ……パワースイ

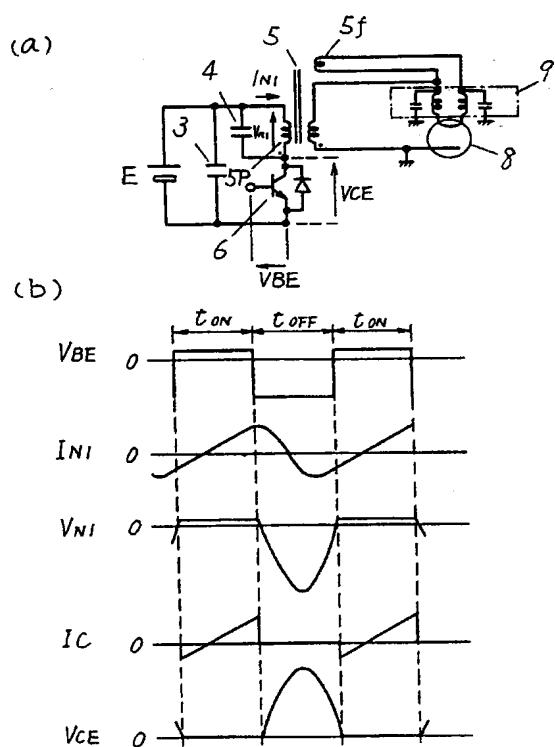
第1図



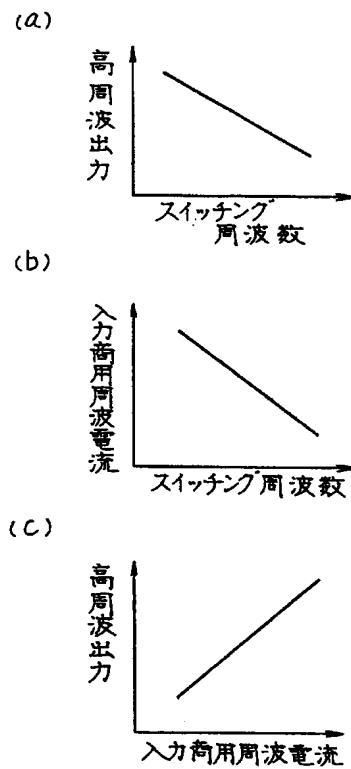
ッチング素子、7 ……フライホイールダイオード、8 ……マグネットロン、9 ……高周波フィルタ、10a ……検出回路、10b ……基準回路、10c ……比較演算回路、10d ……周波数変換回路、10e ……ソフトスタート回路、10f ……駆動回路。

代理人の氏名 弁理士 中尾 敏男 ほか1名

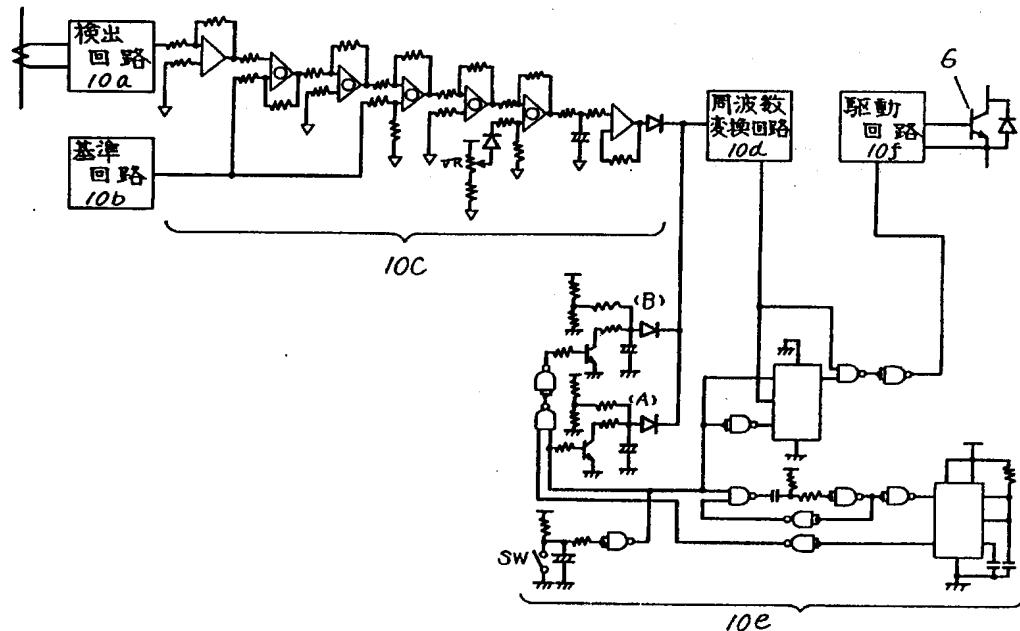
第2図



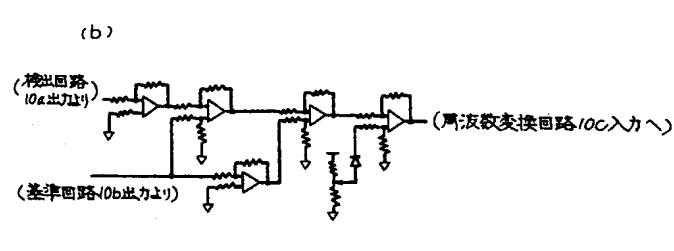
第 3 図



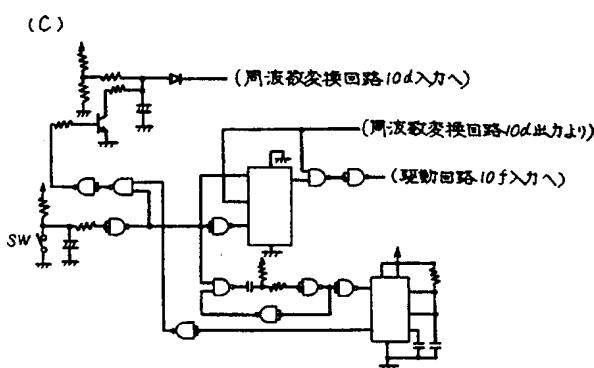
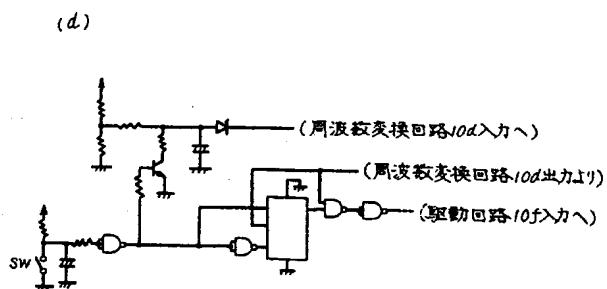
第 4 図 (a)



第4図



第4図



第5図

